

JPAB

B2

CLIPPEDIMAGE= JP357058403A  
PUB-NO: JP357058403A  
DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 57058403 A  
TITLE: OSCILLATOR  
PUBN-DATE: April 8, 1982  
INVENTOR-INFORMATION:  
NAME  
URABE, SHUJI  
HASHIMA, AKIO  
KOYAMA, ICHIRO  
TANAKA, KEIJI  
INT-CL\_(IPC): H03B005/30

US-CL-CURRENT: 264/46.6,331/1R

ABSTRACT:

PURPOSE: To make easy circuit integration, by enabling frequency modulation without using a varactor diode, through the use of a surface acoustic wave element as the phase shift element of frequency selectivity.

CONSTITUTION: Two signals having a phase difference of 90° are picked up from output terminals 23, 24 of a surface acoustic wave element 13. A signal applied to an input terminal 23 is amplified with a differential amplifier composed of composite connection with common base type transistors (TR) Q13, Q14 and common emitter type of TRs Q15, Q16 and a balanced signal is picked up at load resistors R11, R12. Similarly, from a signal inputted to an input terminal 24, a balanced type signal having the flat frequency characteristics are picked up through load resistors R18, R19 by means of a differential amplifier with the same constitution as the input terminal 23. Those balanced type signals are inputted to a phase synthesizer, and a balanced signal which enables the phase change in 90° is picked up at load resistors R1, R2 through the operation of the phase synthesizer, and it is amplified with a differential amplifier consisting of TRs Q7~Q10 to be

positive feedback  
loop outputs 21, 22.

COPYRIGHT: (C)1982,JPO&Japio

FPAR:

PURPOSE: To make easy circuit integration, by enabling frequency  
modulation  
without using a varactor diode, through the use of a surface  
acoustic wave  
element as the phase shift element of frequency selectivity.

⑬ 日本国特許庁 (JP)

⑭ 特許出願公開

⑯ 公開特許公報 (A)

昭57-58403

⑰ Int. Cl.<sup>3</sup>  
H 03 B 5/30

識別記号

庁内整理番号  
7928-5 J

⑱ 公開 昭和57年(1982)4月8日

発明の数 1  
審査請求 有

(全 6 頁)

① 発振器

門真市大字門真1006番地松下電  
器産業株式会社内

② 特 願 昭55-134062

③ 発 明 者 田中慶次

④ 出 願 昭55(1980)9月25日

横浜市港北区綱島東四丁目3番  
1号松下通信工業株式会社内

⑤ 発 明 者 卜部周二

⑥ 出 願 人 日本電信電話公社

横須賀市武1丁目2356番地日本  
電信電話公社横須賀電気通信研  
究所内

⑦ 出 願 人 松下電器産業株式会社

⑧ 発 明 者 橋間明生

⑨ 出 願 人 松下通信工業株式会社

門真市大字門真1006番地松下電  
器産業株式会社内

横浜市港北区綱島東四丁目3番  
1号

⑩ 発 明 者 小山一郎

⑪ 代 理 人 弁理士 中尾敏男 外1名

明 細 書

1、発明の名称

発振器

2、特許請求の範囲

(1) 入力端子に信号が入力されると位相が異なる信号を第1および第2の出力端子に出力する弾性表面波素子と、前記弾性表面波素子の第1および第2の出力端子から得られる信号を合成し、かつ、その信号合成比を制御することのできる位相合成器と、その位相合成器の出力信号を増幅し、その一部を前記弾性表面波素子の入力端子へ正帰還するとく供給する増幅器を具備してなることを特徴とする発振器。

(2) 特許請求の範囲第(1)項の記載において、前記位相合成器は、それぞれエミッタを共通接続した第1と第2のトランジスタおよび第3と第4のトランジスタと、エミッタを共通にして差動接続された第5と第6のトランジスタを有し、前記第1と第3のトランジスタのコレクタおよび前記第2と第4のトランジスタのコレクタはそれぞれ共通

接続され、前記第1と第2のトランジスタのエミッタおよび前記第3と第4のトランジスタのエミッタはそれぞれ前記第5と第6のトランジスタの各コレクタに接続され、前記第1と第2のトランジスタの各ベースには同一相に属する極性の異なる信号が与えられ、前記第3と第4のトランジスタの各ベースには前記相と異なる相に属する極性の異なる信号が与えられ、かつ前記第5と第6のトランジスタの少なくとも一方のベースに前記位相合成比の制御信号が与えられ、前記第1と第3のトランジスタのコレクタと前記第2と第4のトランジスタのコレクタから平衡型の位相合成信号を得るように構成されていることを特徴とする発振器。

(3) 特許請求の範囲第(1)項または第(2)項の記載において、前記増幅器は、第7のトランジスタのエミッタと第10のトランジスタのコレクタ間、および第8のトランジスタのエミッタと第9のトランジスタのコレクタ間にそれぞれ等しい値の抵抗を接続し、前記第7と第8のトランジスタのコレ

クタにそれぞれ抵抗負荷を接続し、前記第9と第10のトランジスタのそれぞれのエミッタを共通電流路に接続し、前記第7と第9のトランジスタのベース間および前記第8と第10のトランジスタのベース間にそれぞれ順方向動作のダイオードを接続し、前記第7と第8のトランジスタのベースまたは前記第9と第10のトランジスタのベースに前記平衡型位相合成信号を与え、前記第7と第8のトランジスタのそれぞれのエミッタおよび、それぞれのコレクタ、前記第9と第10のトランジスタのそれぞれのコレクタを出力端子とし、それらのうち、いずれか一組の出力端子を前記弾性表面波素子の各入力端子に接続し、残りの出力端子から発振出力信号を取出すように構成したことを特徴とする発振器。

### 3、発明の詳細な説明

本発明は周波数制御または周波数変調可能な高周波用の発振器に関するものである。

従来の周波数変調可能な発振器においては、発振回路の周波数決定素子の一部に可変容量ダイオ

ードを用い、制御信号により発振周波数を変調することが行われている。この様な発振器は回路構成が簡単であるが、可変容量ダイオード固有の温度特性や、基準バイアスを与える電源電圧の変動などのために発振周波数が変化しやすく、可変容量ダイオードの容量値のバラツキや、容量変化特性のバラツキのために周波数変調感度が変わること、さらには周波数可変の直線性があまり良くないことなどの欠点を有している。また、発振器を半導体集積回路で構成しようとする場合、回路と同時に可変容量ダイオードを集積化することは困難であり、集積回路化した発振器に可変容量ダイオードを付加して用いることは前記安定度や感度のバラツキの解決にはならないだけでなく、経済的にもコスト高となる。

本発明は、弾性表面波素子を周波数選択性の移相素子として用いることにより、上述の従来例の欠点をなくし、かつ半導体集積回路に適した周波数変調可能な発振器を提供するものである。以下、本発明を図示の実施例に基いて説明する。第1図

は本発明の基本ブロック図であり、第2図は本発明で使用する弾性表面波素子の振幅特性および位相特性の一例を示す特性図である。第1図において、1は入力端子8に与えられる入力に対し、振幅特性は同じで位相特性の異なる2つの出力をそれぞれ出力端子7、8に出力する弾性表面波素子であり、それぞれの出力を同じ特性をもつ増幅器2、3を通して位相合成器4の2つの入力端子4a、4bにそれぞれ供給し、位相合成器4の出力端子4cから得られる出力を、インピーダンス変換できる増幅器5を介して元の弾性表面波素子1の入力端子8に与えることで正帰還ループを形成し、増幅器5の一部より出力端子10に発振出力を取り出す構成になっている。

上記位相合成器4は、位相の異なる複数の入力信号をベクトル合成するもので、制御入力端子9より与えられる制御信号のレベルにより移相量が調節できる移相器である。

第2図に弾性表面波素子1の振幅特性11と位

相特性12を示す。振幅特性11は、周波数 $f_0$ の点で安定な発振をし、発振ループ中の位相合成器5により、最大位相 $\theta_1$ から $\theta_2$ だけ移相量を調節することにより、発振周波数は $f_1$ から $f_2$ へ変化する。ここで、 $\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1$ は弾性表面波素子1の出力の位相差に対応する。周波数選択性の移相素子である弾性表面波素子は、振幅特性が同じで、異なる位相をもつ出力を取り出すことは容易であり、位相特性の直線性が良好なため、前述のように発振器を構成すると、振幅が一定で周波数可変範囲が広く、しかも直線性の良好な発振器を実現し得る。

第3図は第1図に基づく本発明の実施例の要部回路構成を示す図で、第1図における位相合成器4と増幅器5に相当する部分を詳細に示している。同図において、13は第2図に示すような特性を有する弾性表面波素子（第1図の1に相当）であり、その入力端子21、22は平衡入力端子であり、第1図の8に相当する。また、出力端子23、

24は第1図の7, 8に相当し、これらからは振幅特性が同じで位相差 $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2$ の2つの出力が得られる。14, 15は入力信号に対して正逆2相の等振幅信号を出力する信号形成回路であるところの増幅器であり、信号が14より $\theta_1 - \theta_1$ の位相で出力され、15より $\theta_2, -\theta_2$ の位相で出力される。これらは第1図の増幅器2, 3に相当する。

位相合成器の回路部について説明すると、位相 $-\theta_1$ の信号はトランジスタ $Q_1$ のベース電極に、 $+\theta_1$ の信号はトランジスタ $Q_2$ のベース電極に加えられ、同様に $-\theta_2, +\theta_2$ の信号はトランジスタ $Q_3, Q_4$ のベース電極に加えられる。 $Q_1, Q_2$ のエミッタ電極は共通接続されており、 $Q_3, Q_4$ のエミッタ電極も共通接続されている。また、コレクタ電極は $Q_1, Q_3$ が共通接続されており、 $Q_2, Q_4$ も共通接続されている。

この様な接続構成にすると、負荷抵抗 $R_1$ には $-\theta_1$ と $-\theta_2$ の入力により、ベクトル合成された信号が、そして負荷抵抗 $R_2$ には $+\theta_1$ と $+\theta_2$ の

入力によりベクトル合成された信号が生ずる。その合成比は差動接続された制御用トランジスタ $Q_5, Q_6$ に加えられる。第1図の9に相当する制御入力端子25からの制御信号により、トランジスタ $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$ に流れる電流を制御し、例えば $R_2$ には $Q_2, Q_4$ による入力信号の位相反転を考慮すれば、 $(\theta_1 - \theta_2) + \pi$ の位相の信号が生じることは明らかである。同様に $R_1$ には $(-\theta_1 - \theta_2) + \pi$ の位相の信号が現われる。つまり $R_1, R_2$ を通して $\theta_1 - \theta_2$ の移相量に変化する平衡出力が取出せる。なお、17は電流源である。

このような回路構成にしたことによる第1の効果は、制御信号により、弾性表面波素子で位相の異なる2つの信号を出し、更に、この2つの信号の合成比を制御信号により調節する移相回路を正帰還ループ内に設けて周波数制御を行なうことにより、可変容量ダイオードを用いなくて周波数変調を可能とすることである。第2の効果は、位相合成器の入力側および出力側を正逆2相とすることにより、電流路を相補的に共通接続することが

可能になり、電源、アース路に信号成分が流れることが防げ、電源、アース等の線路インピーダンスが高くなりがちな集積回路を安定に構成することが可能になることである。すなわち、負荷抵抗 $R_1, R_2$ に流れる電流は制御入力がどのような場合にも相補的であり、それらを共通接続することにより、電源端子27からの電流には信号成分は含まれない。また、トランジスタ $Q_1, Q_2$ のエミッタ電流、トランジスタ $Q_3, Q_4$ のエミッタ電流もそれぞれ相補的であり、それらを共通接続することにより、制御用トランジスタ $Q_5, Q_6$ には信号電流は流れない。このため、合成比の制御は直流的ないしは変調信号周波数での考慮のみで行なえることになる。

次に第1図の増幅器6に相当する出力増幅回路部の説明を行う。前述した位相合成後の信号は $R_1, R_2$ より、正逆2相の平衡信号として、順方向で動作しているダイオード $Q_{11}, Q_{12}$ によりほとんど減衰することなく、また、位相的にもほと

$Q_{10}$ の各ベース電極に加わる。トランジスタ $Q_7, Q_8$ のエミッタ電極には入力とほぼ同相の平衡信号が、また、トランジスタ $Q_9, Q_{10}$ のコレクタ電極には入力に対し、ほぼ反転した平衡信号が取出され、これらの各電極は第3図のように同相信号同志を等しい値の適当な抵抗負荷 $R_3, R_4$ をそれぞれ介して入力端子21, 22ならびにトランジスタ $Q_7, Q_8$ の各エミッタ電極に接続されている。従って、動作的には、トランジスタ $Q_9, Q_{10}$ で構成されている差動増幅回路でトランジスタ $Q_7, Q_8$ により同相で駆動されている能動負荷を更に駆動することになる。増幅された平衡信号はトランジスタ $Q_7, Q_8$ のエミッタ電極より取出され、弾性表面波素子13の入力端子21, 22に接続され、整合損失を少なくして正帰還ループを形成する。更に、トランジスタ $Q_9$ のコレクタ電極より増幅器16を通して必要な発振出力を第1図の10に相当する出力端子28から取出す構成になっている。なお、 $R_5, R_6$ は抵抗負荷、1, 19, 20は電流源である。

第3図のような構成にしたことによる第1の効果は、差動増幅回路構成の有効な利用により、正帰還ループ出力段と発振出力段を一体化することにより、電力効率を上げることができることである。すなわち、定電流源19, 20はダイオード $Q_{11}, Q_{12}$ を順方向動作させるためのものであり、若干の電流であるため、実質的には定電流源18の電流のみでこの回路が動作する。第2の効果は、能動負荷の働きをしているトランジスタ $Q_7, Q_8$ のエミッタ電極からみた出力インピーダンスは低いため、低周波では利得がおさえられ、高周波ではほとんど減衰することがないため、平坦な周波数特性になり、高周波用集積回路には適したものになる。第3の効果は、補足的ではあるが、出力として、トランジスタ $Q_7, Q_8$ のコレクタ電極とエミッタ電極、トランジスタ $Q_9, Q_{10}$ のコレクタ電極から3つ平衡出力が取出され、出力インピーダンスおよび周波数特性がそれぞれ異なるため有効に利用できることである。しかも、この場合は正帰還ループ出力と発振出力が、抵抗負荷 $R_3, R_4$

により相互干渉を少なくできるため、安定した発振が可能になっているということである。

第4図は本発明の具体的実施例を示す回路構成図である。前述したように、弾性表面波素子13の出力端子23, 24には、位相差 $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2 = 90^\circ$ をもつ2つの信号が取出され、定電圧源32, 33によりベース接地型になっているトランジスタ $Q_{13}$ および $Q_{17}$ のそれぞれのエミッタ電極に入力される。ここで、入力段をベース接地型にしたのは実施例における弾性表面波素子とのインピーダンス整合に適するためであり、特に限定されるものではない。

入力端子23に加えられた信号はトランジスタ $Q_{13}, Q_{14}$ のベース接地型とトランジスタ $Q_{15}, Q_{16}$ のエミッタ接地型の複合接続による差動増幅器で増幅され、負荷抵抗 $R_{11}, R_{12}$ には平衡型信号として取出せる。トランジスタ $Q_{13}, Q_{14}$ の負荷抵抗 $R_9, R_{10}$ がトランジスタ $Q_{15}, Q_{16}$ のコレクタ電極に接続されていることにより、低周波で負帰還がかかり、高周波での信号は減衰しないの

で、平坦な周波数特性の平衡出力となる。 $C_1$ は不平衡入力の片側の接地容量であり、ここでは高周波信号を取扱っているので集積回路で十分実施可能な小容量である。 $R_7, R_8$ は抵抗、 $R_{13}$ はコレクタ電圧調整用抵抗、28は定電流源である。

同様に入力端子24に加えられた信号も、入力端子23側と全く同じ構成の差動増幅器により、負荷抵抗 $R_{18}, R_{19}$ には平坦な周波数特性の平衡型信号が取出せる。ここで、 $Q_{17}, Q_{18}, Q_{19}, Q_{20}$ はベース接地-エミッタ接地型差動増幅器のトランジスタ、 $R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17}$ は負荷抵抗、 $R_{20}$ はコレクタ電圧調整用抵抗、 $C_2$ は小容量の接地容量、29は定電流源、33は定電圧源である。

このように入力端子23, 24に加えられた位相の異なる2つの信号は、全く対称で同じ特性をもつ差動増幅回路で増幅され、位相的には弾性表面波素子の出力信号の位相差 $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2 = 90^\circ$ のまま平衡信号として位相合成器に入力される。従って前述した位相合成器の動作により、負荷抵抗 $R_1, R_2$ には $\Delta\theta = 90^\circ$ の位相変化が可能とな

る平衡信号が取出され、トランジスタ $Q_7, Q_8, Q_9, Q_{10}$ により構成される差動増幅器により増幅され、正帰還ループ出力としてはトランジスタ $Q_7, Q_8$ のエミッタ電極より低出力インピーダンスで弾性表面波素子13の平衡入力に整合するように接続され、安定な発振をする。同時に、発振出力はトランジスタ $Q_{10}$ のコレクタ電極よりトランジスタ $Q_{21}$ のベース電極に与えられ、必要な発振レベルまで増幅され、出力端子26および26'より2つの出力を取出す構成になっている。

位相合成器の合成比は制御入力端子25からの制御信号により変化させられるが、抵抗 $R_{21}, R_{22}, R_{23}, R_{24}$ と定電流源30, 31により、トランジスタ $Q_5, Q_6$ の動作電圧の設定と、制御感度の調節および直流的平衡のために設けられている。この位相合成器が最適に動作するためには、合成出力信号の振幅が制御信号により、すなわち、出力位相角により変化しないことが望ましい。このことは $Q_5, Q_6$ が平衡状態にある時、 $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$ の利得は最大利得(不平衡状態で生ずる)の

$1/\sqrt{2}$ であればよい。この時、合成出力は

$$\sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2} \text{ で表わされ、振幅は等しく}$$

なる。この条件の実現と動作の安定化のために各トランジスタ $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$ のエミッタ電極にそれぞれ抵抗 $R_{25}, R_{26}, R_{27}, R_{28}$ が接続されている。 $R_{29}$ はコレクタ電圧調整用抵抗である。また、出力増幅回路部の抵抗 $R_{30}, R_{31}$ は $R_5, R_6$ と図示のように接続することにより、直流的平衡をとるとともに正帰還ループ利得を平坦周波数特性にする働きもする。 $C_3$ はトランジスタ $Q_{21}$ のエミッタ接地用容量である。また、 $L_1$ は $Q_{21}$ の出力同調コイルの働きをする負荷であり、適当な巻数比の点を出力端子26'として50Ω終端値用出力を取出し、出力端子26からは同調のとれていない開放値用出力を取り出す。なお、34は定電流源である。

ここで、前述した弾性表面波素子13について更に詳しく説明する。第5図は弾性表面波素子の概略図であり、一般には $Z_{pO}$ 基板などの上にく

し形すだけ状電極35, 36, 37が交叉して設けられている。入力端子21, 22より平衡入力加えられると、入力電極35を通して出力電極36および37へと表面波として伝わり、或る周波数 $f_0$ の近傍の信号だけが出力端子23および24より取出される。この際、遅延時間 $\tau_1$ および $\tau_2$ を適当な値になるように電極中心間距離を設定しておく、振幅特性が同じで、位相の異なる2つの出力が取出せる。本発明の実施例では、 $f_0=145\text{MHz}$ で位相差 $4\theta \approx 90^\circ$ に設計されている。

以上の説明から明らかなように本発明の発振器は次のような数々のすぐれた特長を有するものである。

(1) 振幅特性が同じで出力位相の異なる弾性表面波素子を周波数選択性移相素子として使用し、位相差をもつ2信号の位相合成器を正帰還ループ内に設けることにより、振幅特性が一定で直線性の良好なFM発振器や電圧制御型発振器を実現することができる。

(2) 全ての信号経路を相補的に構成し、かつ直流的には平衡型となるような回路構成を実現することができる、集積回路に好適なものとなる。

(3) 弾性表面波素子と回路側入出力との接続を整合損失の少ない接続とし、正帰還ループ出力段と発振出力段を一体化した有効な差動増幅器を用いているため、電力効率が良い。

(4) その他、移相回路の移相量も合成器の入力信号の極性を入れかえる(4通りの組合せ)だけで、ほぼ全範囲をカバーすることが可能であり、また、各増幅段での周波数特性が高周波用集積回路に適した平坦性のものとなる。

#### 4、図面の簡単な説明

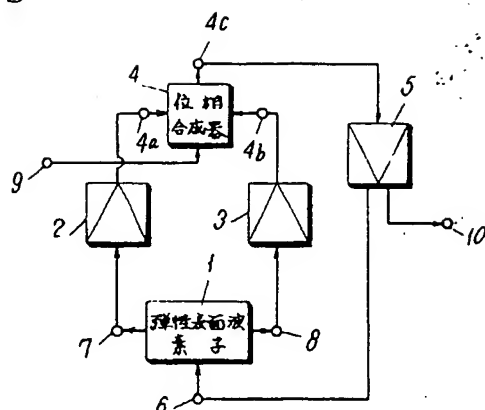
第1図は本発明の基本的ブロック構成図、第2図は弾性表面波素子の特性例図、第3図は本発明の実施例の要部回路構成図、第4図は本発明の具体的実施例の回路構成図、第5図は弾性表面波素子の概略図である。

1, 13 ……弾性表面波素子、2, 3, 5,

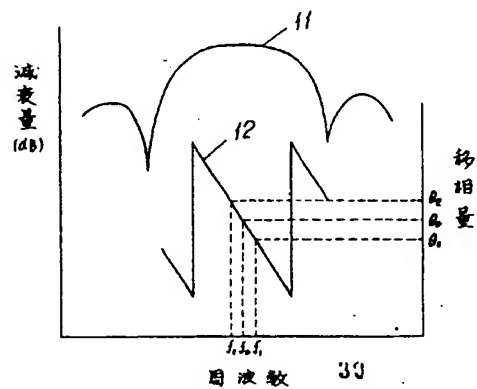
成器、6 ……入力端子、7, 8 ……出力端子、18 ……定電流源、 $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$  ……位相合成用のトランジスタ、 $Q_5, Q_6$  ……位相合成制御用のトランジスタ、 $Q_7, Q_8, Q_9, Q_{10}$  ……出力増幅用のトランジスタ、 $Q_{11}, Q_{12}$  ……ダイオード、 $R_3, R_4, R_5, R_6$  ……抵抗負荷。

代理人の氏名 弁理士 中 尾 敏 男 ほか1名

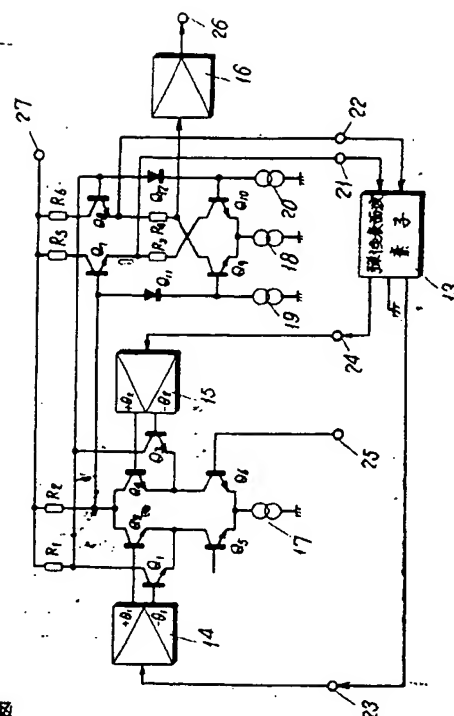
第 1 図



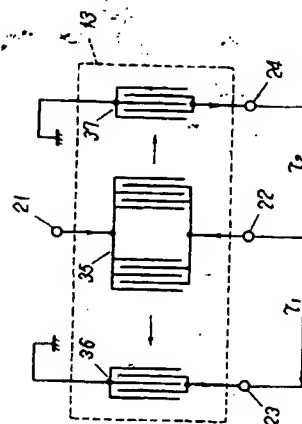
第 2 圖



33



第 5 圖



4

